

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09232995 A**

(43) Date of publication of application: **05 . 09 . 97**

(51) Int. Cl.

H04B 1/707
H04L 7/00

(21) Application number: **08039299**

(22) Date of filing: **27 . 02 . 96**

(71) Applicant: **HITACHI LTD**

(72) Inventor: **NARUSE MASAO**
ISHII HIROTAKE
DOI NOBUKAZU

(54) **COMMUNICATION EQUIPMENT OF SPREAD SPECTRUM SYSTEM AND SYNCHRONISM ACQUIRING METHOD**

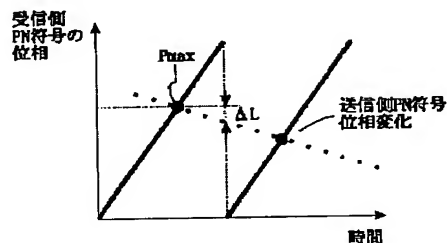
to the receiving side, a portable terminal is made inexpensive.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To quickly attain the synchronism acquisition of a spreading code even in the case of that a non-negligible frequency error exists in the spreading code of a transmitting side and a receiving side.

SOLUTION: At the receiving side, the detecting operation of an optimum phase P_{max} in which a correlation value becomes maximum is executed in a prescribed phase range while sliding the phase of the spreading code (PN code) by every definite amount at a bit period. Narrowed phase ranges with the width of ΔL are set before and behind P_{max} , and after shifting the phase of the PN code to its beginning point at high speed, next sliding search is executed, and the similar search is repeated until ΔL becomes below a threshold. At the point of time when ΔL becomes below the threshold, the synchronism acquisition is completed. The shifting direction of the optimum phase is stored beforehand during a search process, and in the case of 'out of synchronism', a system is returned again to a synchronized state by shifting the PN code of the receiving side to the prescribed direction by one-chip portion. Since the oscillator with comparatively low precision is applied



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-232995

(43) 公開日 平成9年(1997)9月5日

| (51) Int.Cl. ⁶ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|---------------------------|-------|--------|---------------|--------|
| H 0 4 B | 1/707 | | H 0 4 J 13/00 | D |
| H 0 4 L | 7/00 | | H 0 4 L 7/00 | C |

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平8-39299

(22) 出願日 平成8年(1996)2月27日

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 成瀬 正雄
東京都小平市上水本町5丁目20番1号 株式会社日立製作所半導体事業部内

(72) 発明者 石井 裕丈
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 土居 信数
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散方式の通信装置および同期捕捉方法

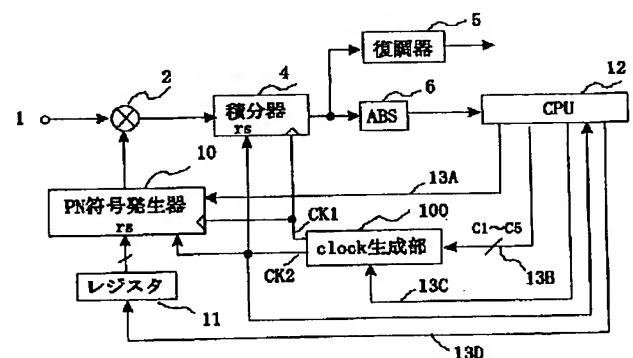
(57) 【要約】

【課題】 送信側と受信側の拡散符号に無視できない周波数誤差が存在する場合でも拡散符号の同期捕捉を迅速に達成する。

【解決手段】 受信側で、拡散符号 (PN符号) の位相をビット周期で一定量ずつスライドしながら、所定の位相範囲について相関値が最大となる最適位相 P_{max} の検出動作を行う。 P_{max} の前後に ΔL の幅をもつ狭められた位相範囲を設定し、その始点にPN符号の位相を高速にシフトした後、次のスライディングサーチを実行し、 ΔL が閾値以下になるまで同様のサーチを繰り返す。 ΔL が閾値以下になった時点で同期捕捉が完了する。サーチ過程で最適位相のシフト方向を記憶しておき、同期が外れた場合は、受信側のPN符号を所定方向に1チップ分シフトして再び同期状態に戻す。

【効果】 受信側に比較的精度の低い発振器を適用できるため、携帯端末を安価にできる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散符号の位相をビット周期で所定量ずつスライドしながら受信信号と上記拡散符号との間の相関値を判定することによって、所定の位相範囲について相関値が最大となる最適位相 P_{max} をサーチした後、送受信装置間の周波数誤差に起因して生ずる上記 P_{max} の位相ずれ量 ΔL と上記 P_{max} の値に応じて決まる新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄は、上記新たな位相範囲について上記位相スライドによる最適位相 P_{max} のサーチを繰り返すようにしたことを特徴とする同期捕捉方法。

【請求項2】 前記位相ずれ量 ΔL を直前のサーチにおける所要時間と送受信装置間の許容周波数誤差とに応じて決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項3】 前記位相ずれ量 ΔL を直前のサーチにおける拡散符号のスライド回数と受信信号のビットレートと送受信装置間の許容周波数誤差とに応じて求めることを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項4】 前記位相ずれ量 ΔL を直前のサーチにおいて最適位相 P_{max} が検出されてから該サーチが終了する迄の時間と送受信装置間の許容周波数誤差とに応じて決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項5】 前記位相ずれ量 ΔL を直前のサーチにおいて最適位相 P_{max} が検出されてから該サーチが終了する迄の間に行った拡散符号のスライド回数と受信信号のビットレートと送受信装置間の許容周波数誤差とに応じて決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項6】 前記位相ずれ量 ΔL を直前のサーチにおける位相範囲に所定の係数を掛けることによって決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項7】 前記各サーチで検出した最適位相 P_{max} のうち、直前の2つのサーチで検出された第1、第2の最適位相を記憶しておき、3回目以降のサーチにおける位相範囲を上記2つの最適位相の値と、上記第1の最適位相を検出してから第2の最適位相を検出する迄の時間と、上記第2の最適位相を検出してから現在までの時間とに基づいて決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項8】 前記各サーチで検出した最適位相 P_{max} のうち、直前の2つのサーチで検出された2つの最適位相を記憶しておき、3回目以降のサーチにおける位相範囲を上記2つの最適位相の値の差と、直前の2つのサーチの所要時間とに基づいて決定することを特徴とする請求項1に記載の同期捕捉方法。

【請求項9】 初回および2回目のサーチで検出された最適位相 P_{max} の関係から最適位相のずれの方向を求めておき、3回目以降のサーチにおける位相範囲を、直

前のサーチで検出された最適位相を始点または終点とする所定の方向に設定することを特徴とする請求項1～請求項8の何れかに記載の同期捕捉方法。

【請求項10】 2回目以降のサーチにおける位相範囲を、直前のサーチで検出された最適位相の前後に前記位相ずれ量 ΔL をもつ範囲に設定することを特徴とする請求項1～請求項8の何れかに記載の同期捕捉方法。

【請求項11】 2回目以降の各サーチの動作に先立って、前記拡散符号の位相を前記新たな位相範囲の始点となる位相方向に前記ビット周期より短い周期でシフト動作させることを特徴とする請求項1～請求項10の何れかに記載の同期捕捉方法。

【請求項12】 拡散符号の位相をビット周期で所定量ずつスライドしながら受信信号と上記拡散符号との間の相関値を判定することによって、所定の位相範囲について相関値が最大値となる最適位相 P_{max} をサーチした後、送受信装置間の周波数誤差に起因して生ずる上記 P_{max} の位相ずれ量 ΔL と上記 P_{max} の値に応じて決まる新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄、上記新たな位相範囲について上記位相スライドによる同様の最適位相のサーチを繰り返し、少なくとも2回のサーチで検出された最適位相 P_{max} の関係から上記周波数誤差に起因する P_{max} の位相ずれの方向を判定しておき、上記位相範囲が上記閾値に達した時点で同期捕捉を完了させ、同期保持状態において同期が外れた場合は、拡散符号の位相を上記位相ずれ方向に所定量シフトするようにしたことを特徴とする同期捕捉方法。

【請求項13】 拡散符号の位相をビット周期で所定量ずつスライドしながら受信信号と上記拡散符号との間の相関値を判定することによって、所定の位相範囲について相関値が最大値となる最適位相 P_{max} をサーチした後、送受信装置間の周波数誤差に起因して生ずる上記 P_{max} の位相ずれ量 ΔL と上記 P_{max} の値に応じて決まる新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄、上記新たな位相範囲について上記位相スライドによる同様の最適位相のサーチを繰り返し、少なくとも2回のサーチで検出された最適位相 P_{max} の関係から上記周波数誤差に起因する P_{max} の位相ずれの方向と速度を判定しておき、上記位相範囲が上記閾値に達した時点で同期捕捉を完了させ、同期保持状態において上記速度に応じた所定の頻度で拡散符号の位相を上記位相ずれ方向に所定量シフトして同期状態を維持するようにしたことを特徴とする同期捕捉方法。

【請求項14】 初回および2回目のサーチで検出された最適位相 P_{max} の関係から前記最適位相のずれの方向を求めておき、3回目以降のサーチにおける位相範囲を、直前のサーチで検出された最適位相を始点または終点とする所定の方向に前記位相ずれ ΔL の幅で設定することを特徴とする請求項12または請求項13に記載の

同期捕捉方法。

【請求項 1 5】 2 回目以降の各サーチ動作に先立って、前記拡散符号の位相を前記新たな位相範囲の始点となる位相に前記ビット周期より短い周期でシフトさせることを特徴とする請求項 1 2～請求項 1 4 の何れかに記載の同期捕捉方法。

【請求項 1 6】 発振器出力に基づいて、少なくともチップ周期およびビット周期をもつ第 1、第 2 のクロックを含む複数種類のクロック信号を発生するクロック発生手段と、
上記クロック発生手段から出力された第 1、第 2 のクロック信号に同期して複数チップからなる拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、
受信入力信号と上記拡散符号との乗算結果をビット周期で積分して得られる信号を出力する逆拡散手段と、
上記逆拡散手段の出力信号をビット信号列に変換する復調手段と、
上記逆拡散手段の出力信号の状態を判定して、上記クロック発生手段および拡散符号発生手段に与えるべき複数の制御信号を発生する制御手段とからなり、
上記クロック発生手段が、上記制御手段から与えられた制御信号に応じて上記第 1、第 2 のクロックの位相をシフトするための手段を備え、
上記拡散符号発生手段が、上記クロック位相の変更に応じて上記拡散符号の位相をスライドし、
上記制御手段が、同期捕捉時にビット周期で上記拡散符号の位相を所定量ずつスライドさせながら、上記逆拡散手段の出力信号の状態から上記受信入力信号と上記拡散符号との間の相関値を判定することによって、所定の位相範囲について相関値が最大となる最適位相 P_{max} をサーチし、サーチ終了後に、上記発振器と上記受信入力信号の送信元の発振器との間の周波数誤差に起因する上記最適位相 P_{max} の位相ずれ量 ΔL と上記 P_{max} の値とに応じて新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄は、上記新たな位相範囲について最適位相 P_{max} のサーチを繰り返すように上記制御信号を発生することを特徴とするスペクトル拡散方式の通信装置。

【請求項 1 7】 前記制御手段が発生する前記制御信号が、前記第 1 のクロックの位相について進み／遅れ、およびシフト量を指定するための制御信号群と、上記クロックの位相シフトのタイミングを指定するための制御信号とを含み、
前記拡散符号の位相を前記新たな位相範囲の始点に位置付けるとき、上記制御手段が、上記タイミング指定のための制御信号によって、前記クロック発生手段にビット周期よりも短い周期で前記第 1 のクロックをシフトさせ、該クロックシフトによって、前記拡散符号発生手段が拡散符号の位相を高速度でスライドさせるようにしたことを特徴とする請求項 1 6 に記載のスペクトル拡散方

式の通信装置。

【請求項 1 8】 前記逆拡散手段の出力信号を絶対値信号に変換するための手段を有し、前記制御手段が上記絶対値信号に基づいて、上記逆拡散手段の出力信号の状態を判定することを特徴とする

【請求項 1 9】 拡散符号発生器から出力した複数チップからなる拡散符号によって受信信号を逆拡散した後、復調処理するスペクトル拡散方式の通信装置において、上記拡散符号発生器から出力される拡散符号のチップ周期を決定する第 1 のクロックと、上記拡散符号の周期性を支配する第 2 のクロックとを生成するクロック生成手段と、

上記クロック生成手段に、上記第 1 のクロックの位相シフト方向とシフト量を指定する第 1 の制御信号と、上記位相シフトの実行タイミングを指定する第 2 の制御信号とを与える制御手段とからなり、

上記制御手段が、同期捕捉時に、上記第 1 クロックの位相をビット周期で所定方向に所定量ずつスライドさせながら、上記逆拡散された信号の状態から上記受信信号と上記拡散符号との間の相関を判定し、上記拡散符号の所定の位相範囲について相関値が最大となる最適位相 P_{max} をサーチした後、上記拡散符号のチップ周期と上記受信信号のチップ周期との間の周波数誤差に起因して起こる上記最適位相 P_{max} の位相ずれの量と上記最適位相 P_{max} とに応じた新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄は、上記拡散符号の位相を上記新たな位相範囲の始点に位置付けた後、上記位相スライドによる同様のサーチを繰り返すように、上記第 1、第 2 の制御信号を発生し、

上記クロック信号生成手段が、上記第 2 の制御信号の状態に応じたタイミングで、上記第 1 の制御信号が示すクロック位相シフト動作を実行することを特徴とするスペクトル拡散方式の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、スペクトラム拡散方式の通信装置および同期捕捉方法に関し、更に詳しくは、比較的低精度の発振器出力に基づいて拡散符号を生成するスペクトラム拡散方式の携帯端末装置および同期捕捉方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 送信側装置が、送信データの各ビットを拡散符号（複数チップからなる PN 符号）パターンに置換することによりスペクトルを拡散した形で送信し、受信側装置が、送信側装置と同様の PN 符号を適用して受信信号を逆拡散することにより元のビット信号に戻すようにしたスペクトラム拡散通信システムにおいては、通信動作に先立って、受信側と送信側の PN 符号の位相を同期させておく必要がある。このような PN 符号の同期捕捉方式としては、例えば、トリケップス社の「スペ

10

20

30

40

50

クトラム拡散通信技術の基礎と応用」69～76ページに記載されているように、受信側でPN符号位相をスライディングさせながら各位相で得られた相関値を比較し、相関値が最大となる位相を見つけるスライディングサーチ方式が知られている。

【0003】図2は、スペクトラム拡散通信システムの動作原理を示す信号波形図であり、Aはビット周期 t_1 （ビットレート： $1/t_1$ ）をもつ送信データ、Bはチップ周期 t_2 （チップレート： $1/t_2$ ）をもつ送信側のPN符号を示す。ここで、PN符号とは、一定の周期で繰り返される擬似ランダムビット列であり、PN符号の各ビットを特に「チップ」といい、PN符号の一周期は「2の n 乗-1」チップで構成される。送信データにPN符号を乗算すると、「1」状態の送信ビットはPN符号チップパターンに、「0」状態の送信ビットは位相反転したPN符号パターンに置き換えられ、Cに示すように、送信信号の周波数帯域幅が t_1/t_2 に広がり、スペクトラム拡散された状態となる。

【0004】受信側が、送信側と完全に位相同期したPN符号Dを受信信号（＝送信信号C）に乗算し、乗算結果を1ビット周期で積分すると、積分値はEのようになる。すなわち、送受信機間でPN符号の位相が完全に一致している限り、送信ビットが「1」の区間では、受信側PN符号の全てのチップが受信信号と同一値となり、乗算結果の積分値（相関値）は時間経過と共に増加して正の所定値（最大値）になる。一方、送信ビットが「0」の区間では、PN符号と受信信号は互いに位相反転した関係にあるため、相関値は負の所定値（最小値）となる。従って、各ビット区間で得られた相関値Eを適当な閾値で弁別することにより、受信データFを復元できる。

【0005】送受信機間でPN符号の位相に1チップ以上のずれがあると、受信信号と受信側PN符号の相関がランダムになるため、相関値は0に近い値を取る。このような状態で、受信側PN符号をビット周期で単位量ずつスライドさせながら、上記相関値の絶対値が最大となる位相点を見つけることによって、送受信機間のPN符号の位相を一致させることができる。

【0006】図3は、スライディングサーチによって拡散符号の同期捕捉を行う従来の受信機の構成を示すブロック図である。1は、ミキサ回路等を通過して図2のCに示したベースバンド信号に復調された受信信号が入力される端子、2は上記受信信号とPN符号発生器3からチップレートで出力されたPN符号とを乗算するための乗算器、4は上記乗算器の出力を1ビット周期で積分する積分器、5は上記積分器4から1ビット周期で出力される積分値（PN符号の相関値）を所定の閾値と比較し、各ビットのデータ値を弁別する復調器、6は上記積分器から出力される相関値の絶対値を求める絶対値演算回路（ABS）、7は、上記絶対値演算回路6の出力に

応じて、上記PN符号発生器3から出力されるPN符号の位相を制御する制御部、8はクロック生成部を示す。上記クロック生成部8は、チップレートのクロックCK1と、該クロックCK1を分周して得られるビットレートのクロックCK2を生成する。PN符号発生器3と積分器4は、クロックCK2によってリセットされ、クロックCK1に同期してそれぞれPN符号の出力動作および積分動作を行う。

【0007】制御部7は、クロックCK2に同期して、次のようにしてPN符号のスライディング制御信号9を発生する。制御部7は、絶対値演算回路6が出力した相関値の絶対値と、内部に記憶している閾値の初期値とを比較し、「閾値 < |相関値|」の場合は、閾値を上記相関値の絶対値に変更すると共に、上記相関値の検出位相を記憶しておく。一方、「閾値 > |相関値|」の場合は、閾値の更新は行わず、当該相関値の検出位相の記憶も行わない。制御部7は、上述した相関値の判定と、閾値および検出位相の更新の都度、各ビット境界でPN符号発生器3に1チップ以内の位相スライドを指令する。この動作は、PN符号の位相がPN符号の一周期分変化するまで繰り返される。

【0008】PN符号の1周期を「2の n 乗-1」チップ、スライディングの単位量を「0.5」チップとした場合、スライディング回数は $2 \times (2^n - 1)$ 回となり、例えば、PN符号の一周期が127チップからなる場合、254ビット分のデータ受信時間にわたって、上述した相関値判定動作が繰り返される。PN符号のスライディングが終了した時点で、制御部には「相関値の絶対値」の最大値と、これに該当するPN符号の位相（検出位相）とが記憶されている。上記検出位相は、送信側PN符号の位相を示しているため、受信側で使用するPN符号の位相を上記検出位相に合わせることで初期同期捕捉を終了し、同期保持の状態に移ることができる。

【0009】図4は、初期同期捕捉時のPN符号スライディング動作と相関値分布の関係を説明するための図であり、送信データA、送信側のPN符号B、拡散後の信号Cは、それぞれ図2で示した信号波形と同一である。ここでは、受信側のPN符号Dが、送信データAの各ビット境界において0.5チップずつスライドされ、送信側のPN符号Bに対して、ビット周期で「0.5」チップ、「1.0」チップ、「1.5」チップ、……と漸次に進み位相となる様子を示している。

【0010】積分器4から出力される相関値（積分値）は、PN符号のスライディングに伴って、Eのように変化するため、相関値分布Gは、送信側、受信側のPN符号の位相がぴったり合った所で最大値を示す。PN符号の位相は、最終的には、符号列一周期分のスライドを受けるため、各スライド時点を位相変化量として示すとFのようになる。上述したスライディングサーチによ

て、相関値が最大となる位相を見つけ、受信側のPN符号の位相を上記最大相関値の位相に合わせることににより、初期同期捕捉が達成できる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】然るに、スペクトラム拡散方式の携帯端末において、受信部に比較的安価な水晶発振器を適用した場合、周波数精度の低さから送信側と受信側の動作周波数間に誤差が生ずる。この周波数誤差が無視できない値に大きくなると、受信側でPN符号*

$$\Delta L = \text{サーチ所要時間} T \times \text{「最大周波数誤差」} \Delta f \quad \dots\dots (\text{数} 1)$$

ここで、サーチ所要時間Tは、スライディングサーチにより変化させるPN符号の位相範囲Lに比例する。なお、サーチ所要時間は、位相範囲Lが同一であっても、各ビット周期で何チップ単位でスライドさせるかによって異なり、上記位相範囲で行われるPN符号のスライド回数Nによって決まる。例えば、一周期がnチップからなる拡散符号(PN符号)を適用して、受信信号のビット周期で1チップずつスライドさせながらPN符号一周期分の位相範囲でスライディングサーチを行った場合

(N=nの場合)は、サーチ所要時間は、 $T = n / \text{ビットレート}$ となる。上記位相範囲において、各ビット毎に0.5チップずつスライドした場合は、スライド回数 $N = 2n$ となるため、位相ずれ ΔL は、1ビットずつスライドした場合に比較して、2倍の値となる。

【0013】このように発振器の精度に起因して位相ずれが発生する状況下においては、従来のようにスライディングサーチを行っても、精度良く位相を合わせることができない。例えば、送信側と受信側に周波数精度が50ppm(±100ppmの誤差)の水晶発振器を適用し、スライディングサーチ範囲=1024チップ、ビットレート=1.2kbp/s、チップレート=1.2288MHzの条件で、各ビット期間に1チップずつのスライディングサーチを行った場合、式「数1」から、スライディングサーチ期間内に最大で±104.9チップ分の位相ずれ ΔL が発生しているため、受信側のPN符号の位相を上記スライディングサーチで検出した最適位相Pmaxに合わせても、実際の最適位相点から大幅にずれてしまう。

【0014】本発明の目的は、送信側と受信側の発振器精度の違いに起因して拡散符号に位相ずれが発生する場合でも、迅速に同期捕捉できるようにしたスペクトラム拡散方式の通信装置(特に携帯端末装置)、および同期捕捉方法を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的を解決するために、本発明の同期捕捉方法では、拡散符号(PN符号)の位相をビット周期で所定量ずつスライドしながら受信信号とPN符号との間の相関値を判定することによって、所定の位相範囲Lについて相関値が最大となる最適位相Pmaxをサーチした後、送受信装置間の周波数誤

*を意図的にスライディングしなくても、送信側のPN符号との間に位相ずれが発生し、相関値が最大となる位相点(以下、最適位相という)Pmaxが、時間経過とともに図5に示した点線に沿って移動する。

【0012】このような状況下では、例えば、PN符号一周期分のスライディング動作の前後で、受信側と送信側のPN符号間に、最大で式「数1」に示す ΔL チップ分の位相ずれが発生する。

差に起因して生ずる上記Pmaxの位相ずれ量 ΔL と上記Pmaxの値とに応じて決まる新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄は、上記新たな位相範囲について上記位相スライドによる最適位相Pmaxのサーチを繰り返すようにしたことを特徴とする。

【0016】また、本発明は、拡散符号発生器から出力した複数チップからなる拡散符号によって受信信号を逆拡散した後、復調処理するスペクトル拡散方式の通信装置において、上記拡散符号発生器から出力される拡散符号のチップ周期を決定する第1のクロックと、上記拡散符号の周期性を支配する第2のクロックとを生成するクロック生成手段と、上記クロック生成手段に、上記第1のクロックの位相シフト方向とシフト量を指定する第1の制御信号と、上記位相シフトの実行タイミングを指定する第2の制御信号とを与える制御手段とを有し、上記制御手段が、同期捕捉時に、上記第1クロックの位相をビット周期で所定方向に所定量ずつスライドさせながら、上記逆拡散された信号の状態から上記受信信号と上記拡散符号との間の相関を判定し、上記拡散符号の所定の位相範囲について相関値が最大となる最適位相Pmaxをサーチした後、上記拡散符号のチップ周期と上記受信信号のチップ周期との間の周波数誤差に起因して起こる上記最適位相Pmaxの位相ずれの量 ΔL と上記最適位相Pmaxとに応じた新たな位相範囲を設定し、該位相範囲が所定の閾値に達する迄は、上記拡散符号の位相を上記新たな位相範囲の始点に位置付けた後、上記位相スライドによる同様のサーチを繰り返すように、上記第1、第2の制御信号を発生し、上記クロック信号生成手段が、上記第2の制御信号の状態に応じたタイミングで、上記第1の制御信号が示すクロック位相シフト動作を実行することを特徴とする。

【0017】上記位相ずれ量 ΔL の最大値は、例えば、式「数1」に従って、初回のスライディングサーチにおける位相範囲L(スライド回数N)と、想定される送受信装置間の周波数誤差 Δf とから求まる。この場合、2回目のスライディングサーチのPN符号位相範囲は、例えば、初回のスライディングサーチで検出した最適位相Pmaxと上記位相ずれ量 ΔL とから、 $Pmax \pm \Delta L$ で与えられる。受信側では、PN符号の位相を位相範囲の始点($Pmax - \Delta L$)に合わせ、これを初期値とし

てビット周期でPN符号の位相を所定量ずつシフトし、PN符号の位相が位相範囲の終点 ($P_{max} + \Delta L$) になるまで最適位相 P_{max} の判定を繰り返す。このように限定された位相範囲で行う2回目以降のスライディングサーチは、位相範囲 L が所定の閾値に達するまで (同期状態となるまで) 繰り返される。

【0018】なお、初回のスライディングサーチで検出した最適位相 P_{max} の値と、2回目のスライディングサーチで検出した最適位相 P_{max} の値とから、周波数誤差による位相シフトの方向を判断し、3回目以降のスライディングサーチを、上記最適位相を始点または終点として上記位相シフト方向に設定された特定の範囲、すなわち、 $P_{max} - \Delta L \sim P_{max}$ 、または $P_{max} \sim P_{max} + \Delta L$ の何れかに限定された位相範囲で行うようにしてもよい。また、前述の式「数1」では、位相ずれ ΔL の最大値を説明するのために、直前の位相範囲 L の全区間を対象としたPN符号のスライド回数 N とビットレートとから ΔL の値を算出したが、実際に発生する最適位相 P_{max} の位相ずれ ΔL は、 P_{max} が検出されてからスライディングサーチ終了までの経過時間 T' に比例している。従って、式「数1」のサーチ所要時間 T に上記経過時間 T' を適用し、経過時間 T' 内に行われたスライド回数から次回サーチの位相範囲を計算してもよい。この場合、PN符号の位相を新たな位相範囲の始点に位置合わせするためのオーバーヘッド時間を考慮し*

$$\Delta L = (\Delta P_{max}) \times (T2 / T1) \quad \dots\dots (数2)$$

4回目以降の位相範囲も直前の2回のサーチ結果から同様に設定できる。尚、式「数2」における経過時間 $T1$ (または $N1$) および $T2$ (または $N2$) の代わりに、初回および2回目のサーチの位相範囲 (PN符号のスライディング回数) を適用し、 ΔL を近似値とすることもできる。

【0021】本発明によれば、スライディングサーチを繰り返すことによって位相範囲が急激に狭まり、結果的に次サーチの位相範囲が予め決められた許容値以下になる。従って、この時点で、同期捕捉状態から同期保持状態に移移し、送受信動作を許可すればよい。本発明を適用する通信装置 (特に携帯端末装置) では、一旦同期保持状態になった後も、周波数誤差によってPN符号位相が徐々にシフトし、位相シフトの量がPN符号の1チップ分を超えると、再び同期外れ状態 (同期捕捉状態) に陥るが、同期捕捉時に上記 P_{max} の位相シフトの方向を記憶しておけば、同期保持状態で同期外れが生じた場合でも、受信側のPN符号の位相を所定の方向に1チップ分シフトすることによって、直ちに同期保持状態に戻ることができる。また、同期捕捉時に上記 P_{max} の位相シフトの方向と速度を求めておけば、同期保持状態において、上記位相シフト速度に応じて決まる所定の頻度で、PN符号の位相を上記所定方向に例えば0.5チップずつ自動的にシフトすることによって、同期保持する

* て、 ΔL に適度な余裕を与えることが望ましい。

【0019】また、スライディングサーチ毎に、上述した所要時間あるいは経過時間に該当するPN符号の実際のスライド回数を計数する代わりに、初回、2回目、3回目、……の位相範囲 $L(1)$ 、 $L(2)$ 、 $L(3)$ 、 $L(4)$ ……の間に、例えば、 $L(2) = L(1) / k$ 、 $L(3) = L(2) / k$ 、 $L(4) = L(3) / k$ 、……の如く、 ΔL を係数 k で漸減させる関係式を与えておき、検出した P_{max} に対してスライディングサーチの回数に応じた位相範囲を与えるようにしてもよい。上記係数 k の値は、例えば、初回のスライディングサーチにおけるスライド回数と、送受信装置間の許容周波数誤差に基づいて上記スライディングサーチ時間内に予想される P_{max} の移動量 (チップ数) との関係から決定すればよい。

【0020】本発明の更に他の変形例として、例えば、初回のサーチで検出した最適位相 P_{max1} と2回目のサーチで検出した最適位相 P_{max2} との位相ずれ量 ΔP_{max} を求め、上記 P_{max1} が検出されてから P_{max2} が検出されるまでの経過時間 $T1$ (または、PN符号のスライド回数 $N1$) と、 P_{max2} が検出されてからの経過時間 $T2$ (または、PN符号のスライド回数 $N2$) とに基づいて、次式「数2」で求めた ΔL によつて3回目のスライディングサーチ位相範囲を設定してもよい。

ことができる。

【0022】

【発明の実施の形態】図1は、本発明による同期捕捉機能を備えたスペクトラム拡散方式の通信装置の1実施例を示すブロック図であり、符号1~6は、図3に示した従来例と同一の回路要素を示す。図において、10は、例えば、10段のシフトレジスタで構成されたPN符号発生器であり、10ビットレジスタ11に保持された値を初期値として1024チップ長のPN符号を生成し、乗算器2に与える。乗算器2は、入力端子1からの入力信号と上記PN符号とを乗算し、乗算結果を積分器4に出力する。12は、絶対値演算回路6から出力される相関値 (絶対値) を取り込み、本発明の位相スライディング制御を行う制御部 (CPU)、100は、上記CPU12によって制御されるクロック生成部であり、クロック $CK1$ と、これを分周して得られるビット周期に対応したクロック $CK2$ を生成する。PN符号発生器10と積分器4は、それぞれクロック $CK1$ に同期してPN符号の発生動作および積分動作を実行し、クロック $CK2$ でリセットされる。CPU12は、クロック $CK2$ のタイミングで取り込んだ相関値の絶対値に基づいて位相の状態を判定し、信号線13Aを介してPN符号発生器10にスライディング制御信号を与える。また、信号線13Bおよび13Cを介して、クロック生成部100にP

N符号位相制御信号および分周比設定値を与えると共に、信号線13Dを介して、レジスタ11に設定値を与える。

【0023】図6は、送信側装置（例えば、基地局、または他の携帯端末装置）の主要部を示す。端子14から入力された送信信号（ベースバンド信号）は、変調器15によって変調された後、乗算器2に入力され、PN符号発生器16で発生したPN符号とチップ毎に乗算され、信号線17を介して無線送信回路に入力され、アンテナから送信される。

【0024】図7は、図1におけるクロック生成部8の1実施例を示す。103は、発振器から出力されるシステムクロック：clockに基づいてクロックCK1を生成するための2進の第1カウンタ、105は、上記クロックCK1に基づいてクロックCK2を生成するための第2カウンタである。上記第2カウンタ105は、第1レジスタ101の設定値を各ビット毎の所定のタイミングで取り込み、これを分周比としてクロックCK2を生成する。102は、CPU12が信号線13Cに出力した分周比Nの設定値を記憶するための第2レジスタであり、第2レジスタ102の設定値をクロックCK2のタイミングで上記第1レジスタ101に設定する方式とすることによって、CPUが如何なるタイミングで分周比変更を指令しても、第1レジスタ101の設定値は所定のタイミングで変更され、分周動作が狂わないようになっている。

【0025】106は、第1カウンタ103に設定すべき初期値を選択するための回路である。通常の動作モードでは、上記回路106において選択された初期値が、クロックCK2のタイミングで第1カウンタ103に設定され、第1カウンタ103が、上記初期値に基づいてシステムクロックを分周し、1チップ周期のタイミング信号CK1を生成する。上記初期値選択回路106は、CPU12が信号線13Bに出力した制御信号C1～C5の状態に応じて、上記第1カウンタに与えるべき初期値を決定する。例えば、通常時の初期値を「4」として、C1がオン、C2がオフの場合は「6」、C1がオフ、C1がオンの場合は「2」に変更する。また、C4がオンの場合は、現在の初期値を次回にも適用することとし、C5がオンの場合は、初期値を無条件に「4」に設定する。すなわち、C1とC2で位相の進み/遅れを制御し、C4でスライド単位を0.5チップ単位にするか1チップ単位にするかを指定する。尚、制御信号C3は、位相スライドをクロックCK2とは無関係の任意のタイミングで実行するために使用する。例えば、C3がオフ状態からオン状態に変化した場合は、クロックCK2待つことなく、直ちに初期値を第1カウンタに設定する。すなわち、位相範囲内でスライディングサーチのために行うPN符号位相をスライドは、ビットクロックCK2のタイミング（ビット周期）で、チップクロックC

CK1を進み/遅れ方向に所定量シフトさせることによって行われるが、PN符号の位相を新たなサーチ範囲の始点に位置合わせする場合には、上記制御信号C3を利用して、ビットクロックCK2とは無関係に、チップクロックCK1を連続的にシフト動作させることによって、高速の位相スライドを実現する。

【0026】図8は、本発明の位相スライドを行った場合のクロックCK1とPN符号との対応関係の変化を示す。PN符号は、例えば1024チップからなるが、ここではスライディング動作の説明に必要なチップパターンの一部のみを示す。(A)は通常時のCK1とPN符号のパターンを示し、(B)はPN符号のPN-j部分で「0.5チップ進み」とした場合、(C)はPN-j部分で「0.5チップ遅れ」とした場合、(D)はPN-j部分で「1チップ進み」とした場合、(E)はPN-i部分で「1チップ遅れ」とした場合を示す。

【0027】「0.5チップ進み」(B)と「0.5チップ遅れ」(C)では、矢印で示したCK1の立ち上がりエッジの間隔が、通常時(A)に比較して、それぞれ1回ずつ1/2、または3/2になり、その以降は、CK1の立ち上がりエッジが等間隔となる。

【0028】ここで、PN符号のある一点（点線部）に着目すると、通常時に比較して、位相が0.5チップだけ変化していることがわかる。また、1チップ進み

(D)と1チップ遅れ(E)は、それぞれ上述した0.5チップ進み、または0.5チップ遅れの動作を2回連続して行うことによって実現される。

【0029】図9は、本発明におけるPN符号の位相スライドのタイミングと高速位相スライドとの関係を示す。(A)は、一定のビット幅をもつ複数のビットからなる送信データを示し、(B)は、位相スライドによってビット幅(PN符号長)が変化する受信側のビット列を示す。受信側のビット幅は、前述したクロックCK2の間隔によって決まり、(C)に矢印で示すように、各ビットの境界(クロックCK2のタイミング)で、例えば、1チップ遅れの方への位相スライディングを行った場合、ビットの境界が送信側のビット境界に対してわずかつつ後方にシフトする。CPU12が、前述の制御信号C3を利用して位相スライドをバースト的に行うと、(C)に示すように高速位相スライドを実現できる。この例では、進み方向に高速位相スライドを行うことによって、受信側のビット列を送信データに対して急激に位相変化させている。

【0030】ここに示した実施例では、図8で説明したように、チップ幅を決定するクロックCK1のクロック間隔を変化させることによって、PN符号の位相スライドを実現しているため、高速位相スライドを行った場合でも、受信側PN符号のチップ数は不変であり、CPU12以外の回路部分における信号の位相関係も変化しない。また、上記高速位相スライドの実行時間は、全体の

処理時間から見れば非常にわずかである。また、PN符号の全チップ（例えば、1024チップ）についてスライディングサーチを行おうとすると、1024ビット分の送信データ受信時間が必要となる。しかしながら、上述した高速位相スライドは、受信データのビットと非同期に実行できるため、遅れ、進みのどちらかの方向で、例えば1ビット期間に30回の高速位相スライドを行えば、所要時間は17ビット（ $=1024 \div 2 \div 30$ ）の受信時間で済む。また、本実施例では、CPU12がスライド動作を任意のタイミングで制御できるようにしているため、特別な付加回路を設けることなく、PN符号を任意の位相に高速に設定できる。

【0031】次に、図10を参照して、本発明における次のスライディングサーチの位相範囲の決定方法について説明する。ここで、18は今回実行したPN符号のスライディング位相範囲Lを示し、19は上記サーチによって得られた受信信号とPN符号との相関値の分布を示す。位相範囲（L）18において、受信側のPN符号をビット周期で1チップずつスライディングし、受信信号とPN符号との相関値（絶対値）が最大となる位相（以下、最適位相という） P_{max} を検出する。位相範囲Lの最終位相点20でスライディングを終了した時、最適位相 P_{max} の検出時点以降の経過時間に比例して、上記最適位相 P_{max} が移動している。

【0032】本発明では、送信側と受信側での最大周波数誤差 Δf と、上記位相範囲Lでのサーチの所要時間または上記最適位相 P_{max} 以降の経過時間から、式「数1」に従って位相誤差範囲 ΔL を算出し、次回（2回目）のスライディングサーチは、位相範囲22を $P_{max} \pm \Delta L$ に設定し、PN符号の位相を上記位相範囲22の開始点（ $P_{max} - \Delta L$ ）に合わせた後に行う。この場合、最適位相が未知状態にある初回のスライディングサーチでは、広い位相範囲を高速でサーチするために、大きなスライド単位（例えば1チップ単位）でPN符号をスライディングし、サーチ範囲が限定される2回目以降のスライディングサーチでは、最適位相の検出精度を上げるために、小さなスライド単位（例えば、0.5チップ単位）でPN符号をスライディングさせるとよい。

【0033】図11は、CPU12によって実行される上述したスライディングサーチのためのフローチャートを示す。初回のスライディングサーチにおいては、各入力ビットにおけるスライド単位を示すパラメータ（ S_step ）の値を1チップに設定（ステップ24）し、位相範囲の開始点を示すパラメータ P_start と位相範囲の幅（チップ数）を示すパラメータ P_width に、初回スライディングの位相範囲Lと対応した初期値を設定する（ステップ25）。上記位相範囲Lについて、ビット周期でPN符号を S_step ずつ変化させながら、相関値を判定し、最適位相 P_{max} の検出動作を繰り返す（位相サーチ26）。

【0034】上記位相サーチ26が終了すると、式（数1）に基づいて次回サーチの位相範囲を決定し、パラメータ P_start と P_width の値を更新し（ステップ27）、PN符号の位相を P_start に合わせる（位相合わせ28）。この時、CPU12は、制御信号C3を連続して出力することにより、PN符号の位相を P_start の位相に高速に移動させる。次に、スライド単位パラメータ S_step を0.5チップに設定し（ステップ29）、 P_width と閾値 P_th （例えば、1チップ）とを比較する（ステップ30）。もし、 P_width が閾値 P_th 以下となっていた場合は、同期捕捉を終了し、同期保持状態となる。位相範囲の幅 P_width が閾値 P_th に達していなければ、位相サーチ26以降の動作を繰り返す。上記実施例では、処理時間を短縮するために、初回のスライディングサーチを1チップ単位で行ったが、処理時間を犠牲にしてもよい。また、パラメータ S_step の設定（ステップ30）は、サーチ範囲設定ステップ27で行ってもよい。

【0035】上記実施例の変形例として、初回のサーチで検出した最適位相 P_{max-1} と、次のサーチで検出した最適位相 P_{max-2} とから、最適位相の移動方向を判別し、その後のサーチ範囲を $P_{max} \sim P_{max} + \Delta L$ 、または $P_{max} - \Delta L \sim P_{max}$ に限定するようにしてもよい。また、3回目以降のスライディングサーチは、直前のサーチで検出された最適位相 P_{max} を中心点あるいは境界点とした極めて限定された範囲で行われるため、前回の P_{max} に近い値の相関値が検出された時点で、その後のスライディングを省略し、同期保持状態に移行してもよい。上記最適位相の移動方向を利用すると、同期保持状態で仮に同期外れが発生した場合でも、PN符号の位相を所定方向に1チップシフトするだけで同期状態に回復できる。また、上記2つの最適位相値の位相差と時間差とから位相ずれ速度を算出しておけば、同期保持状態において、PN符号の位相を例えば0.5チップずつ定期的に微調整することにより同期外れを防止できる。

【0036】図12は、上述した本発明のスライディングサーチを適用した同期捕捉において、PN符号の位相サーチ範囲（位相範囲）と、PN符号スライディングによる位相サーチの実行と、相関値分布（最適位相 P_{max} の検出位置）を模式的に示した図である。太い矢印は、ビット周期で1チップ単位または0.5チップ単位ずつPN符号を変化させながら、相関値の最大点 P_{max} 検出動作を繰り返すスライディングサーチ動作を示し、細い矢印は、PN符号を次の位相範囲の開始点に向けて高速にスライドさせる高速位相スライド動作を示す。右向きの矢印は、受信側のPN符号の位相が送信側のPN符号の位相に対して遅れる方向へのスライドを意

味し、左向きの矢印は進む方向へのスライドを意味している。この例では、3回目のスライディングサーチを終了し、次の位相範囲の開始点に高速スライドを行った時点で、図11のフローチャートにおける同期捕捉条件（ステップ30）が満たされ、同期捕捉を終了できた例を示している。

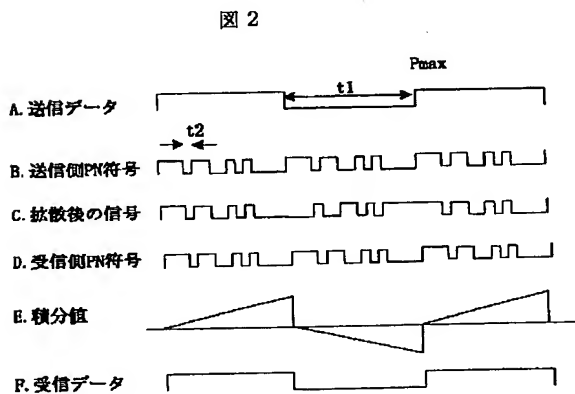
【0037】図13は、上述した同期捕捉過程における位相サーチ範囲（太線）と、各サーチ範囲で検出された最適位相 P_{max} （25、26、27）と、時間経過（横軸）との関係を示した図である。最適位相 P_{max} 25、26、27の推移から判るように、送信側と受信側でPN符号の周波数に誤差があると、各サーチ範囲でのスライディング動作終了時点で、検出済 P_{max} は既に真の位相値からずれた状態となっているが、本発明のように、サーチ範囲を漸次に絞り込み、受信側PN符号の位相を次サーチ範囲の開始点に高速にスライドさせることによって、迅速、確実に同期捕捉を達成できることが判る。

【0038】以上の実施例では、式「数1」に基づいて算出した ΔL により次の位相範囲の幅を決定する例について説明したが、前述したように、 ΔL の値は、前回の位相範囲幅に所定の減衰係数を掛けて得た値でもよいし、式「数2」によって算出した値でもよく、本発明の上記実施例に限定されるものではない。

【0039】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば、送信側と受信側の拡散符号の間に無視できない周波数誤差が存在する場合でも、受信側で拡散符号の同期捕捉を迅速に達成できるため、受信側に比較的精度の低い水晶発振器を適用して拡散符号を発生させることができ、安価な移動端末を提供することができる。 *

【図2】



* 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による同期捕捉装置の1実施例を示す構成図。

【図2】スペクトル拡散と逆拡散について説明するための信号波形図。

【図3】従来の同期捕捉装置の構成を示す図。

【図4】スライディングサーチにおける信号波形とPN符号相関値の分布を示す図。

【図5】スライディングサーチ動作時における最適位相点 P_{max} の移動を示す図。

【図6】スペクトル拡散通信における送信機の送信回路の1部を示す図。

【図7】図1におけるクロック生成部100の詳細構成を示す図。

【図8】本発明におけるPN符号の位相スライドを説明するための信号波形図。

【図9】本発明の同期捕捉装置におけるPN符号の位相スライドを説明するための図。

【図10】本発明における次回サーチの位相範囲の設定方法を説明するための図。

【図11】本発明の同期捕捉方法を実現するための制御フローチャート。

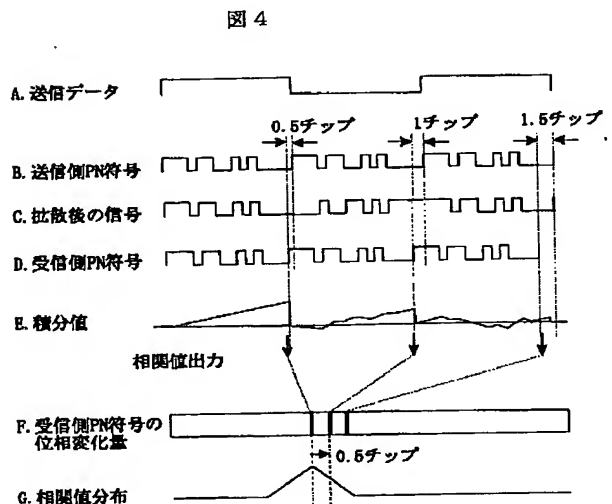
【図12】本発明の同期捕捉におけるスライディングサーチ位相範囲の推移を示す図。

【図13】上記スライディングサーチの位相範囲と最適位相点の変化を時間軸に沿って示した図。

【符号の説明】

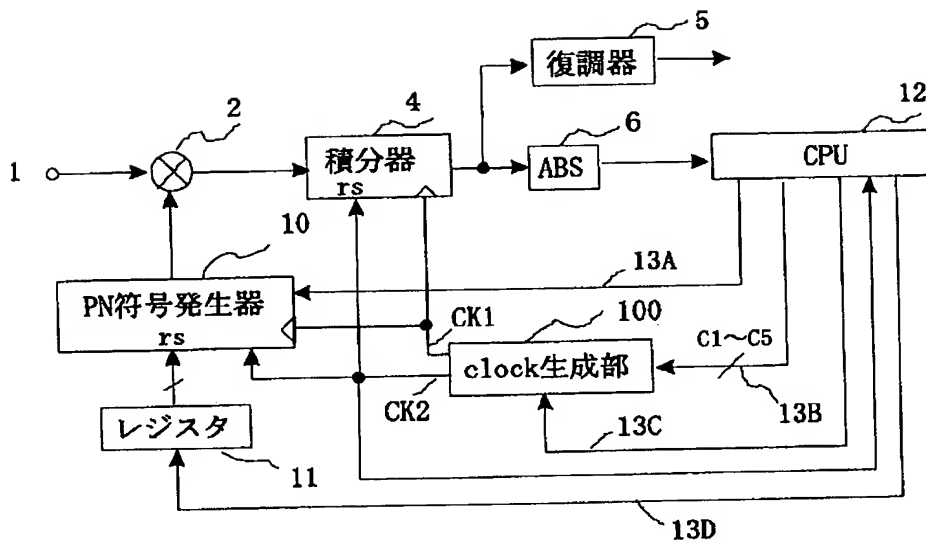
2…乗算器、4…積分器、5…復調器、6…絶対値演算回路、10…PN符号発生器、11…レジスタ、12…CPU、100…クロック生成部。

【図4】



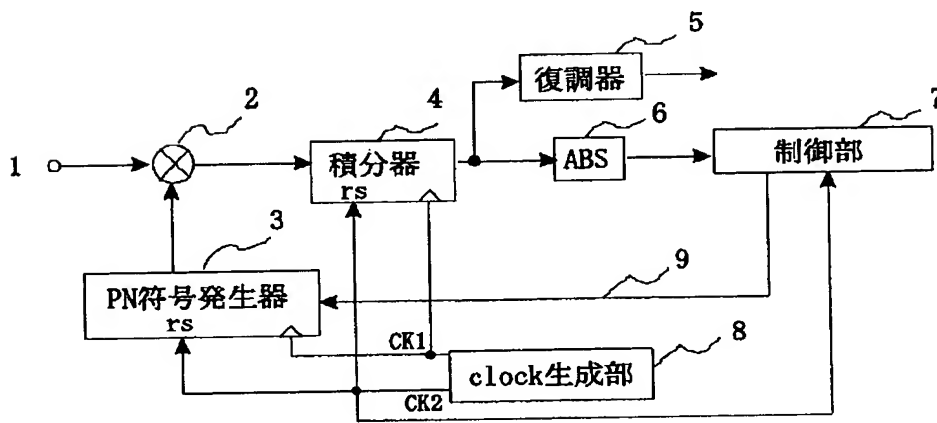
【図1】

図 1



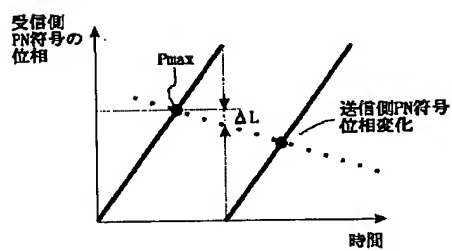
【図3】

図 3



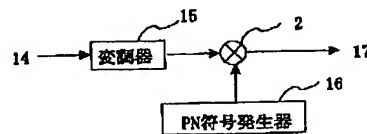
【図5】

図 5



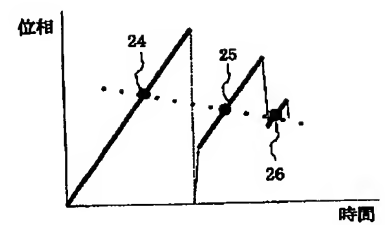
【図6】

図 6



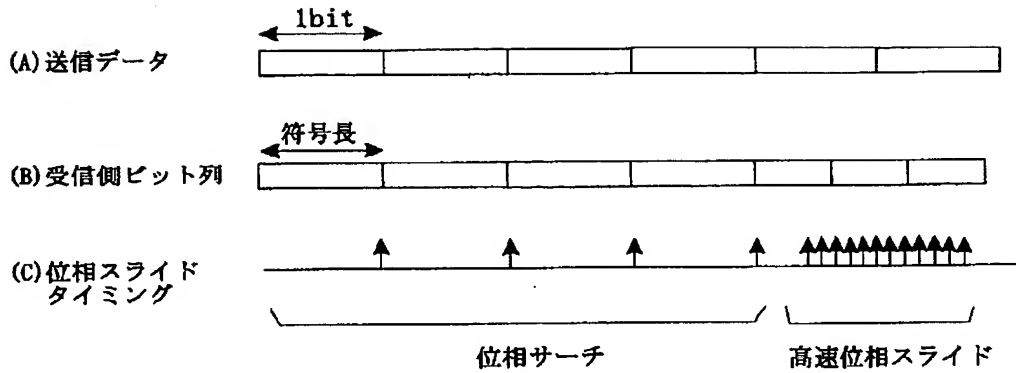
【図13】

図 13



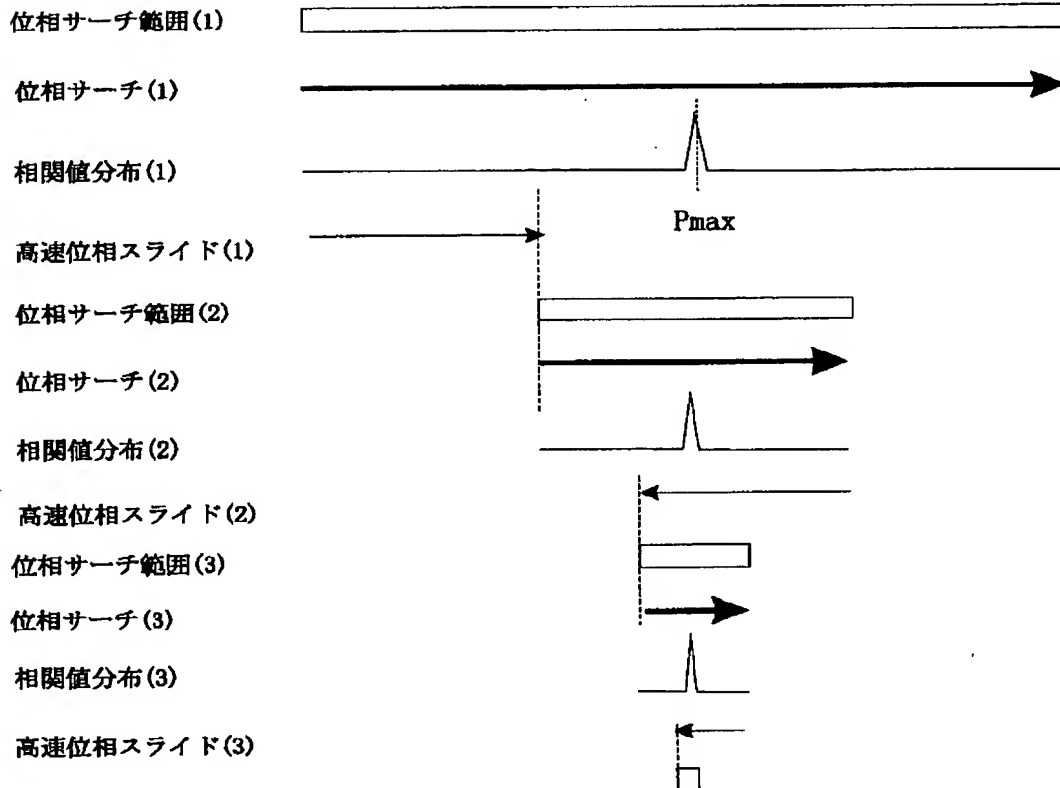
【図 9】

図 9



【図 12】

図 12



【図11】

図 1 1

